

Diseño e Implementación de un Amplificador Híbrido Lineal–Conmutado con Amplio Margen de Salida

Herminio Martínez García
Department of Electronics Engineering
Technical University of Catalonia (UPC). BarcelonaTech
C/ Comte d'Urgell, 187
08036. Barcelona, Spain
herminio.martinez@upc.edu

Resumen— El presente trabajo presenta una técnica de diseño alternativa a los clásicos amplificadores de potencia en clase D. Como es sabido, éstos están basados en estructuras convertidoras continua–continua (DC/DC) con control PWM, en los que la señal de referencia que fija el ciclo de trabajo de los interruptores del amplificador es la propia señal de audio a amplificar. En la técnica mostrada, se hace uso de un amplificador en clase AB auxiliar, cuyo objetivo es obtener una señal de salida proporcional a la de entrada (señal a amplificar), libre de rizados espúreos y transitorios. Además, un convertidor conmutado, en paralelo con el amplificador en clase AB, permite proporcionar prácticamente la totalidad de la corriente demandada por la carga. La finalidad del conjunto es la de obtener altos rendimientos, propios de los amplificadores en clase D, pero aprovechando las excelentes características de inexistencia de rizados y elevada velocidad que poseen los amplificadores en clase AB.

Palabras Clave— Convertidores de potencia continua–continua, amplificadores de potencia, control de convertidores de potencia.

I. INTRODUCCIÓN

La utilización en los últimos años de amplificadores en clase D permite la obtención de estructuras amplificadoras de alta potencia con un elevado rendimiento. Un típico amplificador en clase D consiste en un modulador que transforma, gracias a un comparador, la señal analógica a amplificar en una señal de alta frecuencia modulada en anchura de pulsos (PWM). Esta portadora modulada controla el ciclo de trabajo de dos interruptores conectados en semipunto (figura 1). Sin embargo, y debido a la intrínseca naturaleza conmutada de la estructura, se requiere de filtros de salida LC con alta selectividad que permitan reconstruir la señal procesada sin componentes espúreos de alta frecuencia que aumenten de forma importante la distorsión armónica. Para una adecuada

supresión de las componentes de alta frecuencia derivadas del proceso de modulación, típicamente es necesario un filtro de cuarto orden [1]. Por lo tanto, especialmente en estructuras amplificadoras integradas, dicho filtro puede limitar ampliamente las prestaciones y el campo de aplicaciones del amplificador.

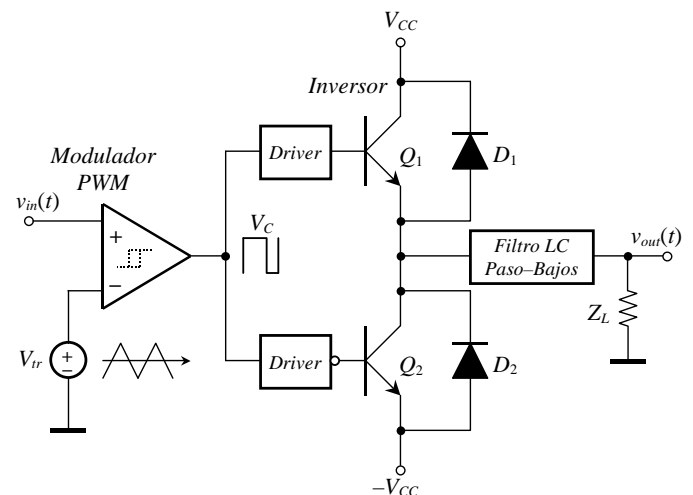


Fig. 1.- Amplificador de audio típico en clase D.

Por el contrario, la utilización de los tradicionales amplificadores en clase AB, que todavía hoy en día son ampliamente utilizados tanto en estructuras integradas como con componentes discretos, no se ajustan a las demandas actuales de muchos equipos electrónicos, como es el alto rendimiento. En efecto, pues aunque el rendimiento *teórico* de un amplificador en clase B puede llegar a ser del 78,5%, en la práctica es siempre inferior a dicho valor, alcanzando valores reales típicos de, aproximadamente, el 60%.

En este artículo se presenta la propuesta de una técnica de diseño de amplificadores que intenta aprovechar y sumar, en una misma estructura, las ventajas presentes en las dos alternativas expuestas en los párrafos precedentes. En el apartado II se muestra la estructura de partida,

apartado III presenta la arquitectura propuesta para amplificadores auto-conmutados, y el apartado IV muestra una mejora de la estructura. Finalmente, el apartado VI recoge las principales conclusiones del presente artículo.

II. EL CONVERTIDOR DC/DC AUTO-CONMUTADO COMO ESTRUCTURA DE PARTIDA

La estructura de partida está basada en un convertidor híbrido formado por un regulador lineal en paralelo con un convertidor DC/DC [2], [3] (figura 2).

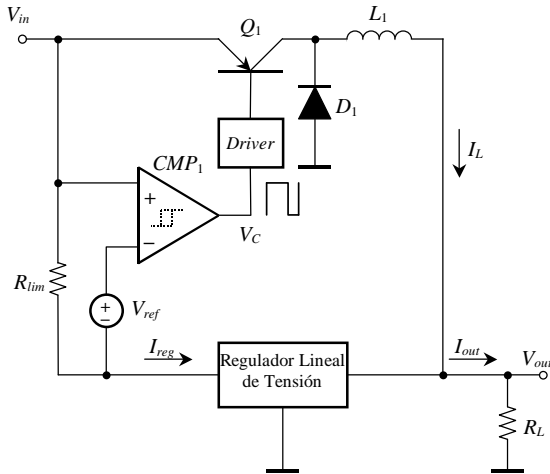


Fig. 2.- Convertidor reductor auto-conmutado que alimenta una carga de valor R_L .

En esta estructura, se hace uso de un regulador lineal serie auxiliar, cuyo objetivo es fijar y regular el valor de la tensión de salida, mientras que un convertidor conmutado, en paralelo con el regulador lineal, permite proporcionar a la carga prácticamente la totalidad de la corriente demandada por la misma. La finalidad del conjunto es la de obtener altos rendimientos, propios de los convertidores DC/DC, pero aprovechando las excelentes características de regulación que poseen los reguladores lineales serie de tensión.

Obsérvese que la estructura es auto-conmutada, de forma que la corriente que circula por el regulador lineal es sensada, en este caso a través una simple resistencia R_{lim} , y controla la conmutación del comparador CMP_1 . En caso de que la corriente demandada por la carga sea superior al valor máximo que puede proporcionar el regulador lineal, que en principio puede ser tan pequeña como se desee, el convertidor conmutado, en la figura 2 del tipo reductor (*buck converter*), proporcionará el exceso de corriente que no suministra el regulador serie. De esta forma se tiene:

$$I_{out} = I_{reg} + I_L \text{ siendo } I_{reg} \ll I_L \quad (1)$$

Los retardos propios de la circuitería electrónica determinan una pequeña histéresis que limita el valor máximo de la frecuencia de conmutación del convertidor. Ahora bien, con objeto de fijar esta frecuencia de conmutación a un valor razonable, para no aumentar significativamente las pérdidas por conmutación, conviene

añadir una histéresis al comparador CMP_1 . De esta manera, y denominando respectivamente V_H y V_L a los niveles de conmutación superior e inferior de dicho comparador, puede fijarse el valor de dicha frecuencia mediante la expresión (2):

$$f = \frac{R_{lim}}{L_1} \frac{V_{out}}{V_H - V_L} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (2)$$

III. ARQUITECTURA PROPUESTA PARA AMPLIFICADORES AUTO-CONMUTADOS

Un amplificador basado en esta estructura puede ser obtenido si se suprime el regulador lineal de tensión y se sustituye por un amplificador lineal en clase A, tal y como muestra la figura 3. De esta forma, obsérvese que mientras que este amplificador fija de forma precisa la tensión de salida mediante la ganancia A_V del mismo, según:

$$v_{out}(t) = A_V v_{in}(t) \quad (3)$$

será el convertidor conmutado el que proporcione la mayoría de la corriente de salida requerida por la carga, cumpliéndose, de forma similar a la ecuación (1):

$$i_{out}(t) = i_{amp}(t) + i_L(t) \text{ siendo } i_{amp}(t) \ll i_L(t) \quad (4)$$

Por tanto, puede decirse que, desde este punto de vista, el amplificador lineal en clase A actúa de forma efectiva como un filtro activo pasa-bajos que elimina las componentes de alta frecuencias generadas en el proceso de modulación.

Una posible implementación a nivel discreto de la estructura de la figura 3, donde se ha añadido la histéresis en el comparador CMP_1 , así como la circuitería de la etapa amplificador en clase A, puede apreciarse en la realización del circuito de la figura 4.

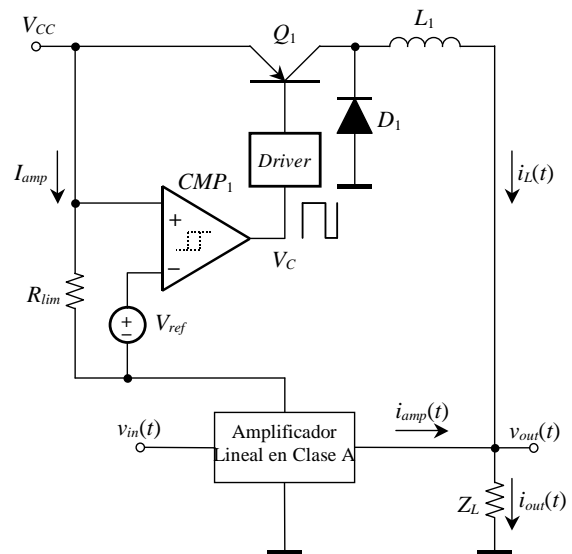


Fig. 3.- Amplificador de potencia auto-conmutado que alimenta una carga de valor Z_L .

Ahora bien, con el fin de obtener señales bipolares en la carga, debe trabajarse en clase AB. Esto lleva a duplicar la estructura de la figura 4, obteniéndose el circuito amplificador de la figura 5. Obsérvese que, en este caso, la etapa amplificadora lineal es una etapa *push-pull* de simetría complementaria, donde la distorsión de cruce es minimizada mediante la elevada ganancia en lazo abierto del amplificador operacional OA_1 . Además, el convertidor *buck* se ha duplicado, de forma que, mediante los interruptores Q_1 , Q_2 , D_1 y D_2 , se obtiene una estructura en semipunte que permite proporcionar en bornes de la carga tensiones bipolares.

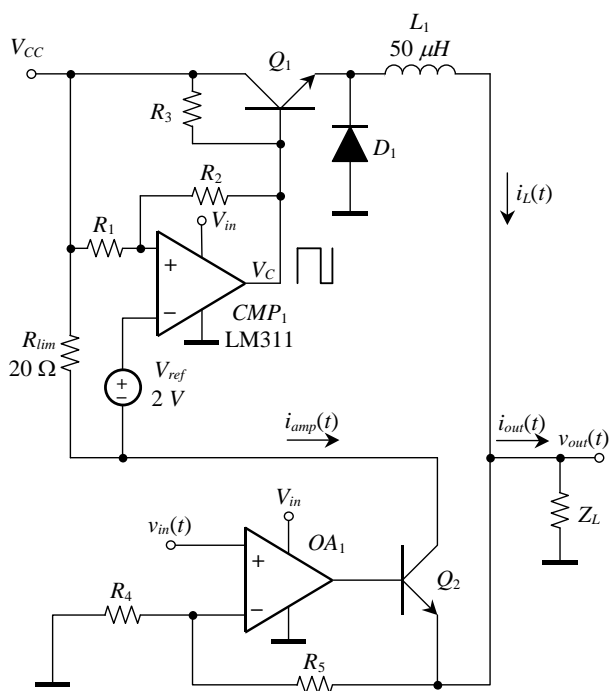


Fig. 4.- Amplificador de potencia auto-conmutado en clase A propuesto.

La figura 6 muestra los resultados de simulación del amplificador auto-conmutado, con una carga de 8Ω , una corriente en la misma de 1 A de pico y una ganancia de tensión unidad de la etapa lineal. Obsérvese el buen seguimiento de la tensión de salida respecto de la tensión de entrada gracias a la etapa amplificadora lineal. Ahora bien, mientras que esta etapa lineal proporciona una corriente media relativamente pequeña, ajustadas en este caso a unos 100 mA (gracias a los resistores R_{lim1} y R_{lim2}), la mayor parte de la corriente requerida por la resistencia de carga es proporcionada por la estructura conmutada en semipunte.

Las figuras 7 y 8 muestran medidas experimentales de la tensión de salida V_{out} y tensión en el cátodo del diodo D_1 para el amplificador auto-conmutado de la figura 5, para una tensión de entrada rectangular de 500 Hz y una corriente de salida máxima de $0,75 \text{ A}$ (figura 7) y triangular de 100 kHz y una corriente de salida máxima también de $0,75 \text{ A}$ (figura 8).

IV. MEJORA DEL AMPLIFICADOR AUTO-CONMUTADO PROPUESTO

Con esta estructura, en la misma figura puede apreciarse que la modulación PWM obtenida es del tipo *bipolar*. Sin embargo, la topología de la figura 5 puede ser mejorada con el fin optimizar las prestaciones de la modulación PWM, haciéndola *unipolar* [4]. Además, debe poder canalizarse adecuadamente la corriente por las inductancias mediante interruptores bidireccionales, evitando de esta forma oscilaciones indeseables de la tensión en bornes de las inductancias L_1 y L_2 en la zona cercana a los pasos por cero de la corriente por la carga (figura 9).

De esta manera, se propone el circuito amplificador de la figura 10. La única inductancia de esta figura (L_1) sustituye a las dos inductancias (L_1 y L_2) de la figura 5. El comparador CMP_3 , junto con los transistores Q_3 y Q_4 y los diodos D_3 y D_4 , permiten obtener la modulación PWM unipolar. En la figura 11 puede apreciarse una simulación temporal del amplificador de potencia de la figura 10 con $V_{CC}=12 \text{ V}$, una señal de entrada sinusoidal de 20 kHz de frecuencia y 5 V de amplitud, y con una resistencia de carga de 8Ω .

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha mostrado el diseño de un amplificador de potencia autoconmutado formado por una estructura mixta conmutada-lineal. El circuito permite, gracias a un amplificador lineal en clase AB, obtener un buen seguimiento entre la tensión de entrada y salida, minimizando las tensiones de rizado y efectos transitorios propios del efecto de conmutación. No obstante, el convertidor conmutado, en este caso una estructura en semipunte, permite proporcionar corrientes de carga elevadas. El conjunto permite así obtener elevados rendimientos de conversión, con la ventaja adicional de ser un sistema que no requiere señal de conmutación externa. Fijada una determinada histéresis en el comparador, el método de control propuesto resulta de una modulación adaptativa de la frecuencia de conmutación en función de la carga del regulador, lo que hace que el rendimiento resulte independiente de la corriente de salida [5].

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Gobierno Español mediante la CICYT del Ministerio de Ciencia e Innovación, gracias al proyecto TEC2010-15765 (subprograma MIC).

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. A. R. van der Zee; E. van Tuijl. 'A Power-Efficient Audio Amplifier Combining Switching and Linear Techniques'. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34 (nº 7): pp. 985-991, July 1999.
- [2] P. Midya; F. H. Schlereth. 'Dual Switched Mode Power Converter'.

- [3] F. H. Schlereth; P. Midya. 'Modified Switched Power Convertor with Zero Ripple'. *Proceedings of the 32nd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'90)*: pp. 517–520, 1990.
- [4] N. Mohan; T.M. Underland; W.P. Robbins. 'Power Electronics'. New York: Ed. John Wiley & Sons, Inc. 1989.
- [5] G. Villar; E. Alarcón; F. Guinjoan; A. Poveda. 'Efficiency-Oriented Switching Frequency Tuning for a Buck Switching Power Converter'. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'05)*: 2005.
- [6] H. Ertl; J. W. Kolar; F. C. Zach. 'Basic Considerations and Topologies of Switched-Mode Assisted Linear Power Amplifiers'. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44 (n° 1): pp. 116–123, February 1997.
- [7] C. Pascual; P. T. Krein; P. Midya; B. Roeckner. 'High-Fidelity PWM Inverter for Audio Amplification Based On Real-Time DSP'. *The 7th Workshop on Computers in Power Electronics, 2000 (COMPEL 2000)*: pp. 227–232, 2000.
- [8] C. Pascual; Z. Song; P. T. Krein; D. V. Sarwate; P. Midya; W. J. Roeckner. 'High-Fidelity PWM Inverter for Digital Audio Amplification: Spectral Analysis, Real-Time DSP Implementation, and Results'. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18 (n° 1): pp. 473–485, January 2003.
- [9] A. E. Ginart; R. M. Bass; W. Marshall Leach; T. G. Habetler. 'Analysis of the Class AD Audio Amplifier Including Hysteresis Effects'. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18 (n° 2): pp. 679–685, March 2003.
- [10] A. E. Ginart; R. M. Bass; W. Marshall Leach. 'High Efficiency Class AD Audio Amplifier for a Wide Range of Input Signals'. *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 3: pp. 1845–1850, 1999.
- [11] S. H. Lee; J. Y. Shin; H. Y. Lee; H. J. Park; K. L. Lund; K. Nielsen; J. W. Kim. 'A 2W, 92% Efficiency and 0.01 % THD+N Class-D Audio Power Amplifier for Mobile Applications, Based on the Novel SCOM Architecture'. *IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference*: pp. 291–294, 2004.

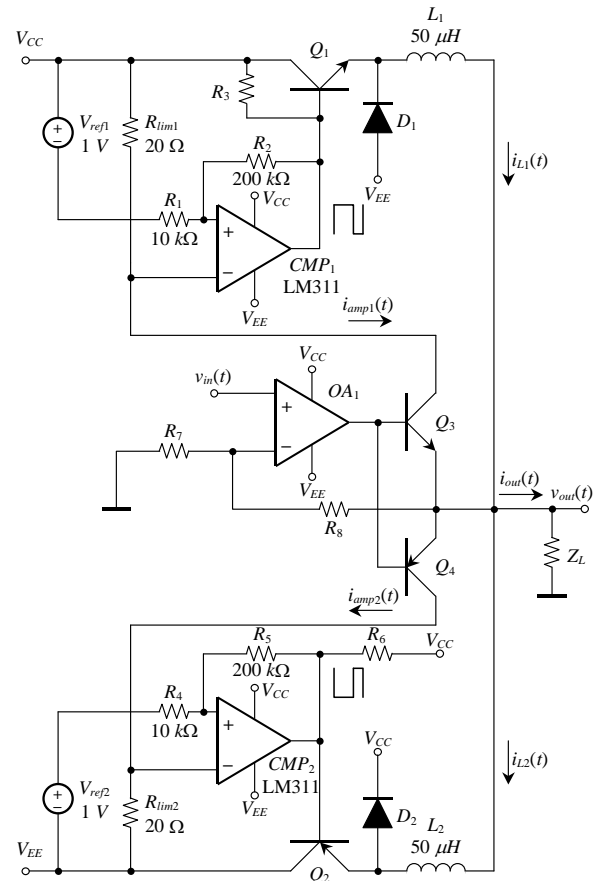


Fig. 5.- Amplificador de potencia auto-conmutado en clase AB propuesto.

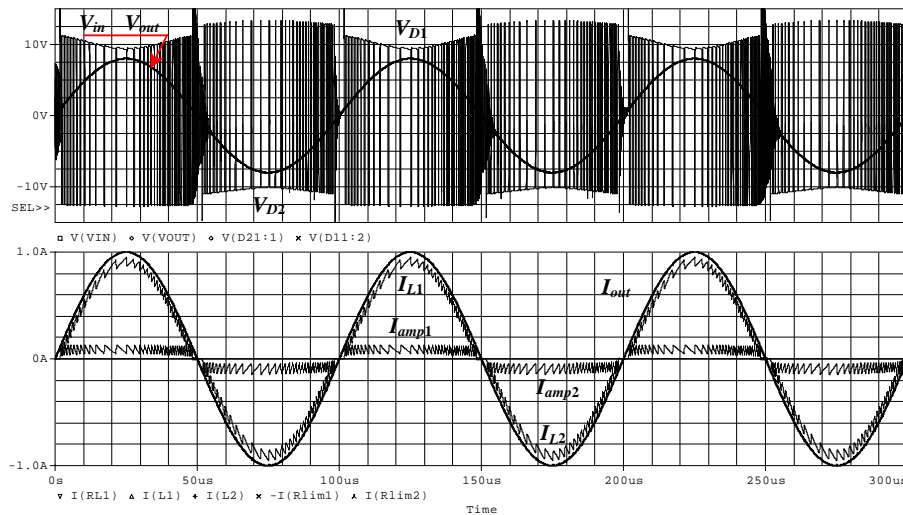


Fig. 6.- Simulación temporal del amplificador de potencia de la figura 5 con $V_{CC}=12$ V, una señal de entrada sinusoidal de 10 kHz de frecuencia y 8 V de amplitud, y con una resistencia de carga de 8 Ω .

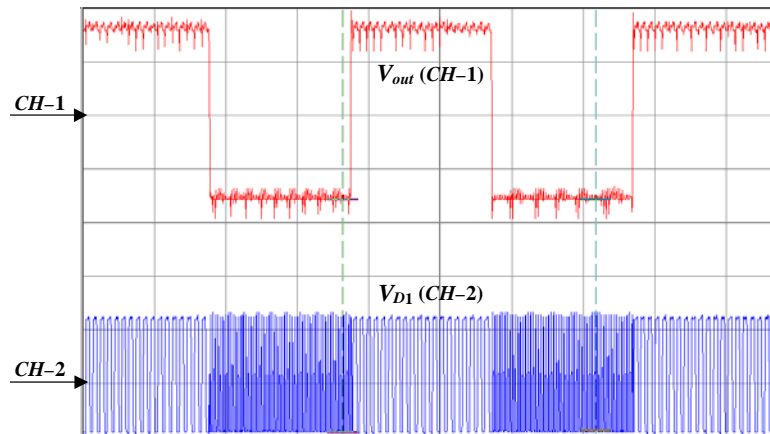


Fig. 7.- Tensión de salida V_{out} y tensión en el cátodo del diodo D_1 para el amplificador auto-conmutado de la figura 5, para una tensión de entrada rectangular de 500 Hz y una corriente de salida máxima de 0,75 A. Canal 1: 0,5 V/div; Canal 2: 5 V/div; BT: 500 μ s/div.

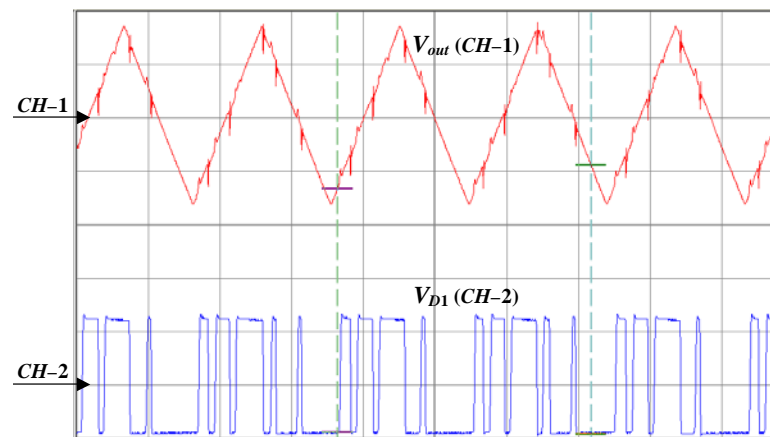


Fig. 8.- Tensión de salida V_{out} y tensión en el cátodo del diodo D_1 para el amplificador auto-conmutado de la figura 5, para una tensión de entrada triangular de 100 kHz y una corriente de salida máxima de 0,75 A. Canal 1: 0,5 V/div; Canal 2: 5 V/div; BT: 5 μ s/div.

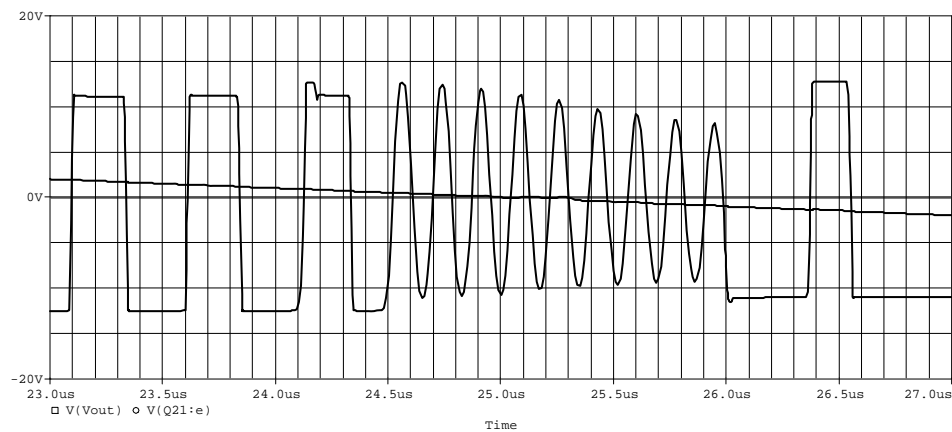


Fig. 9.- Oscilaciones indeseables producidas en la tensión en bornes de las inductancias L_1 y L_2 en la zona cercana a los pasos por cero de la corriente por la carga. El circuito de la figura 10, gracias a los transistores Q_3 y Q_4 y a los diodos D_3 y D_4 , evita estas oscilaciones.

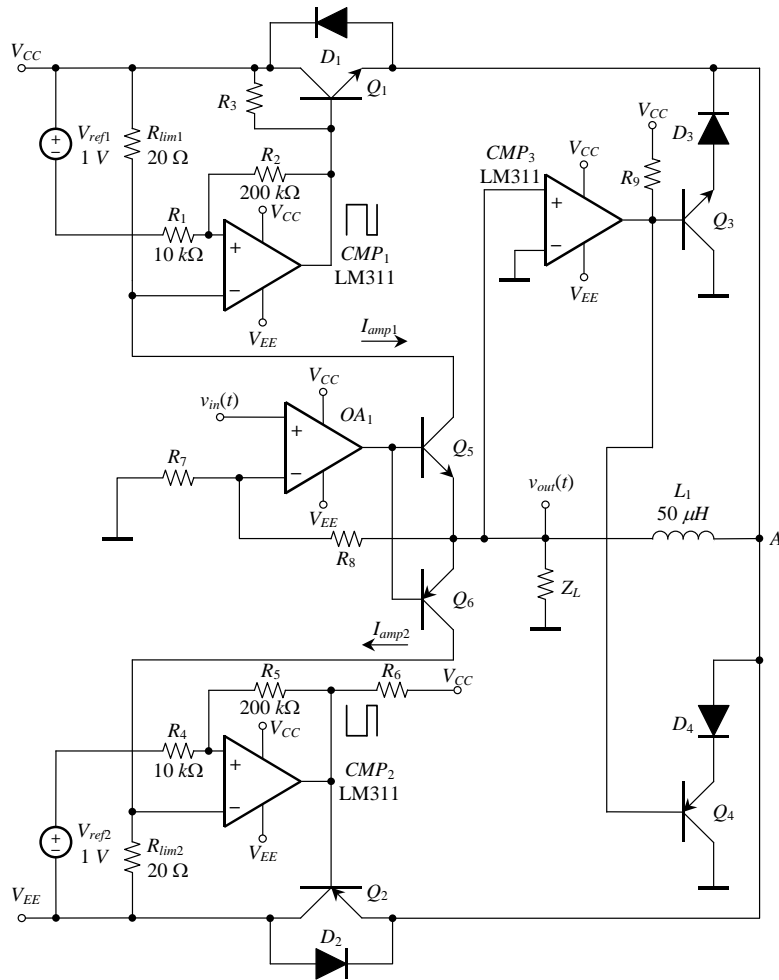


Fig. 10.- Amplificador de potencia auto-conmutado en clase AB mejorado, que permite obtener una modulación PWM unipolar.

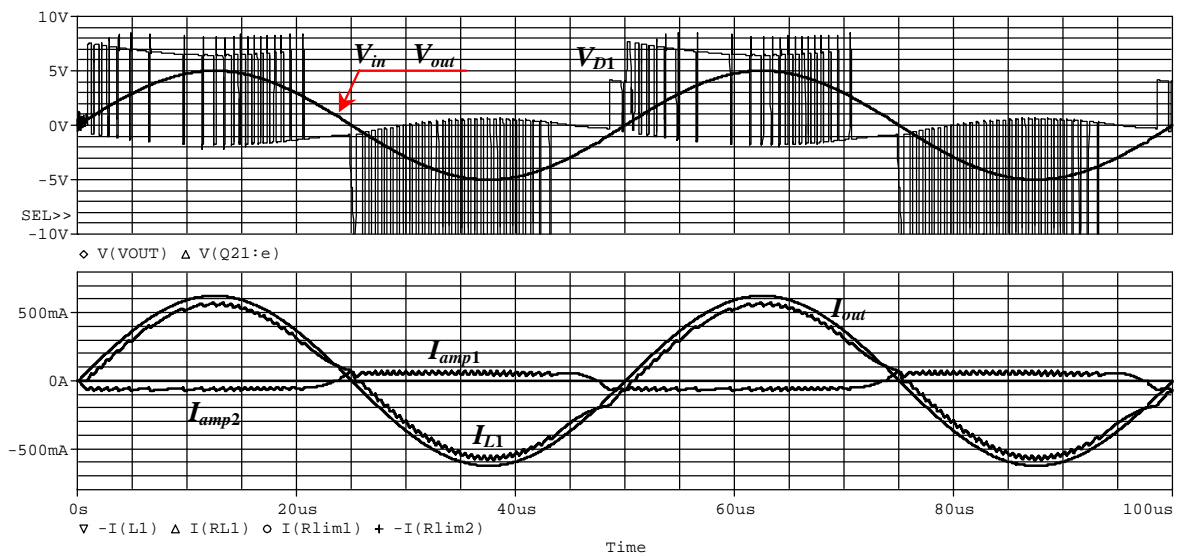


Fig. 11.- Simulación temporal del amplificador de potencia de la figura 8 con $V_{CC}=12\text{ V}$, una señal de entrada sinusoidal de 20 kHz de frecuencia y 5 V de amplitud, y con una resistencia de carga de $8\ \Omega$.